

PAT-NO: JP02001257503A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 2001257503 A

TITLE: BAND PASS FILTER USING TEM MODE
DIELECTRIC RESONATOR

PUBN-DATE: September 21, 2001

INVENTOR-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
ARUN, CHANDRA KUNDYU	N/A
ENDO, KENJI	N/A

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
TDK CORP	N/A

APPL-NO: JP2000068554

APPL-DATE: March 13, 2000

INT-CL (IPC): H01P001/201, H01P007/06

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a band pass filter using a TEM mode dielectric resonator which has good filtering performance and can be miniaturized.

SOLUTION: This band pass filter is provided with dielectric resonators 40 and 41 including dielectric blocks 400 and 410 respectively having upper plans, a lower plane and four side faces and a waveguide combining part 42 of an evanescent E mode. Each of the resonators 40 and 41 has metallic layers 401, 411; 402, 412 coated respectively to the upper plane and the

lower plane and
metallic layers 403, 413 coated to one of the four side
faces, the side surface
coated with the layers 403 and 413 are made to be
short-circuited surfaces and
the other three side surfaces are made to be open surfaces so
as to operate as
a $\lambda/4$ dielectric resonator and to maintain the TEM
mode. The part 42,
which combines both of the resonators 40 and 41 by the TEM
mode, has a cut-off
frequency higher than that of each of them.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-257503

(P2001-257503A)

(43) 公開日 平成13年9月21日 (2001.9.21)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 1 P 1/201
7/06

識別記号

F I

H 0 1 P 1/201
7/06

テーマコード(参考)

5 J 0 0 6

審査請求 有 請求項の数20 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2000-68554(P2000-68554)

(22) 出願日 平成12年3月13日 (2000.3.13)

(71) 出願人 000003067

ティーディーケー株式会社

東京都中央区日本橋1丁目13番1号

(72) 発明者 アルン・チャンドラ・クンデ

東京都中央区日本橋一丁目13番1号ティー

ディーケー株式会社内

(72) 発明者 遠藤 謙二

東京都中央区日本橋一丁目13番1号ティー

ディーケー株式会社内

(74) 代理人 100074930

弁理士 山本 恵一

Fターム(参考) 5J006 HB03 HB15 JA01 JA11 LA02

LA03 LA21 MA04 NA04 NC02

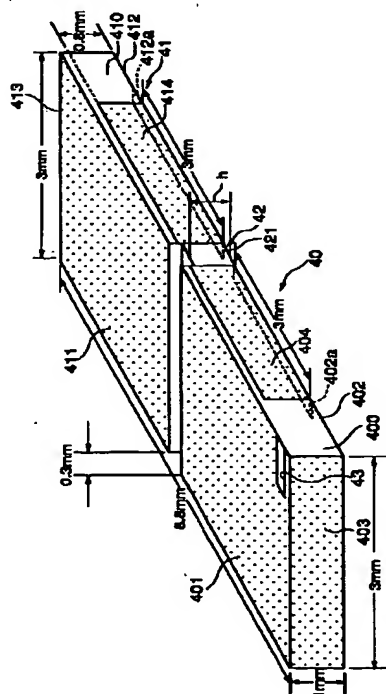
NF00

(54) 【発明の名称】 TEMモード誘電体共振器を用いたバンドパスフィルタ

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 フィルタの性能が良好で、小型化できるTEMモード誘電体共振器を用いたバンドパスフィルタを提供する。

【解決手段】 本件バンドパスフィルタは、各々が、上平面、下平面及び4つの側面を有する誘電体ブロック400、410を含む誘電体共振器40、41と、エバネセントなEモードの導波管結合部42とを備えている。誘電体共振器40、41の各々は、上平面及び下平面にそれぞれコーティングされた金属層401、411; 402、412と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた金属層403、413とを有し、金属層403及び413によりコーティングした側面を短絡面、残りの3つの側面を開放面とすることにより入/4誘電体共振器として動作しかつ電磁界の独立したTEMモードを維持するように構成されている。導波管結合部42は誘電体共振器40、41の両者をTEMモードで結合するが、これらの各々より高い遮断周波数を有している。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 各々が、上平面、下平面及び4つの側面を有する誘電体ブロックを含んでいる第1及び第2の誘電体共振器と、エバネセントなEモードの導波管結合部とを備えており、

前記第1及び第2の誘電体共振器の各々は、前記上平面及び前記下平面にそれぞれコーティングされた第1及び第2の金属層と、前記4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを有し、該第3の金属層をコーティングした側面を短絡面、前記4つの側面のうちの残りの3つの側面を開放面とすることにより入/4誘電体共振器として動作しかつ電磁界の独立したTEMモードを維持するように構成されており、

前記エバネセントなEモードの導波管結合部は、前記第1及び第2の誘電体共振器の前記短絡面に対向する前記開放面を互いに接続して該第1及び第2の誘電体共振器のTEMモードの結合を提供しており、該第1及び第2の誘電体共振器の各々の共振周波数より高い遮断周波数を有するエバネセントなEモードで動作するように構成されていることを特徴とするTEMモード誘電体共振器を用いたバンドパスフィルタ。

【請求項2】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部は、開放面である上平面及び4つの側面と、金属がコーティングされた下平面とを有していることを特徴とする請求項1に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項3】 通過帯域の両側に減衰極を有するように構成されていることを特徴とする請求項1又は2に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項4】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部を介する前記第1及び第2の誘電体共振器間の直接結合と内部結合とが、キャパシティブ結合及びインダクティブ結合のうちの互いに異なる結合となるように構成されていることを特徴とする請求項3に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項5】 前記第1及び第2の誘電体共振器が、同一の誘電体材料から構成されていることを特徴とする請求項1から4のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項6】 前記第1及び第2の誘電体共振器が、高誘電率のセラミック誘電体材料で構成されていることを特徴とする請求項1から5のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項7】 前記第1及び第2の誘電体共振器が、ほぼ同一の寸法を有していることを特徴とする請求項1から6のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項8】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部が、前記第1及び第2の誘電体共振器の各々の長さ及び断面より短い長さ及び小さい断面を有していることを特徴とする請求項1から7のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項9】 前記第1及び第2の誘電体共振器間の結合が所望の値となるように前記エバネセントなEモードの導波管結合部の寸法が選択されていることを特徴とする請求項8に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項10】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部が、矩形の断面を有していることを特徴とする請求項1から9のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項11】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部が、前記第1及び第2の誘電体共振器と同じ誘電体材料を用いていることを特徴とする請求項1から10のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項12】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部が、前記第1及び第2の誘電体共振器間に直列のキャパシタンス及び一対のシャントキャパシタンスを提供するように構成されていることを特徴とする請求項1から11のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項13】 前記第1及び第2の誘電体共振器の各々の前記下平面の前記第2の金属層が、接地面として用いられることを特徴とする請求項1から12のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項14】 前記エバネセントなEモードの導波管結合部の前記金属層のコーティングされている面が、接地面として用いられることを特徴とする請求項1から13のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項15】 前記第1及び第2の誘電体共振器の各々の前記短絡面と直交する1つの側面がキャパシティブな励振に用いられることを特徴とする請求項1から14のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項16】 前記第1及び第2の誘電体共振器の各々の前記短絡面と直交する1つの側面に電気的入出力ポートが設けられていることを特徴とする請求項1から15のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項17】 前記電気的入出力ポートが、該側面に矩形、正方形、台形又は円形の金属パターンを設けることにより形成されていることを特徴とする請求項16に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項18】 前記金属パターンが、前記上平面の前記第1の金属層及び前記下平面の前記第2の金属層から離隔していることを特徴とする請求項17に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項19】 外部回路との結合の強さが所望の値となるように前記金属パターンの寸法が選択されていることを特徴とする請求項17又は18に記載のバンドパスフィルタ。

【請求項20】 前記第1及び第2の誘電体共振器の少なくとも一方の上平面の前記第1の金属層に、周波数調整用の狭いスリットが設けられていることを特徴とする請求項1から19のいずれか1項に記載のバンドパスフィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高い無負荷Q値を有しており、低背型TEMモード（主モード）の $1/4$ 波長平面型誘電体共振器を用いた2段バンドパスフィルタに関する。2つの共振器間の結合はエバネセントなEモードの導波管で行われ、これら共振器の短絡面に対向する開放面を結合することによって行われる。本発明のフィルタは、広帯域CDMA（Code Division Multiple Access、符号分割多重）等のセルラーフォンシステムにおいて、無線LAN（Local Area Network）において、及びフィルタリングが必要な他の通信システムにおいて使用され得る。

【0002】

【従来の技術】公知の文献として、(1)アルン・チャンドラ・クンデュ及びイクオ・アワイ、「矩形誘電体ディスク共振器を用いた低背デュアルモードBPF」、平成9年度電気・情報関連学会中国支部連合大会予稿集、第272頁、(2)ヨシヒロ・コニシ、「新しい誘電体導波管部品—新しいセラミック材料のマイクロ波への応用」、IEEE会報、Vol. 79、No. 6、第726頁～第740頁、1991年6月が存在する。

【0003】また、公知ではないが既に提出した特許出願として、(3)特願2000-012939及び(4)特願2000-012940が存在する。

【0004】本願の発明者の1人であるアルン・チャンドラ・クンデュは、文献(1)において、以下のごとく構成を有する新しいタイプのTEMデュアルモード誘電体ディスク共振器及びその共振器を用いたデュアルモードバンドパスフィルタを提案している。

【0005】この誘電体共振器は、 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ の正方形の平面形状を有するデュアルモード共振器であり、その上面及び下面は、銀層によってコーティングされている。上面側の銀層はフローティングされており、下面側の銀層は接地されている。これら2つの銀層に挟まれる内側には、比誘電率 $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料が充填されている。ディスク共振器の全ての側面は、空中に露出する開放面となっている。従って、これら開放面を通して放射が容易に発生し、このディスク共振器は半波長共振器として動作する。電界は共振器の磁気的壁において最大となり、共振器の対称面において最小となる。それゆえ、この種の共振器は、半波長($\lambda/2$)誘電体ディスク共振器と呼ばれる。

【0006】図1は、このディスク共振器に関してその厚さ t と無負荷Q値との関係を理論的及び実験的に確認した結果を示す特性図であり、同様のものが文献(1)に記載されている。同図から明らかなように、このディスク共振器は、比誘電率 $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料を用いて、長さ及び幅が $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ の場合、その厚さ t が

1mm のときに無負荷Q値が最大(≈ 250 （実験値）)となる。

【0007】このような共振器を用いて 2GHz のバンドパスフィルタを形成すると、共振器及びフィルタの寸法は $8.5\text{mm} \times 8.5\text{mm} \times 1\text{mm}$ となり、無負荷Q値は約260となる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、移動端末の最近の構造は、非常に小型化されかつより高性能の共振器をフィルタに用いることを要求している。この目的を達成するため、本発明者等は、 2GHz 用の非常に小型化された誘電体共振器を前述の特許出願(3)で提案している。この誘電体共振器の寸法は $3\text{mm} \times 4.25\text{mm} \times 1\text{mm}$ であり、無負荷Q値は約240である。

【0009】なお、前述の特許出願(4)において、本発明者等は、2つの $\lambda/4$ 共振器を用いて2段のバンドパスフィルタを形成することを提案している。

【0010】即ち、この特許出願においてバンドパスフィルタは、各々が、上平面、下平面及び4つの側面を有する誘電体ブロックを含んでいる第1及び第2の誘電体共振器と、エバネセントなモードの導波管結合部とを備えている。第1及び第2の誘電体共振器の各々は、上平面及び下平面にそれぞれコーティングされた第1及び第2の金属層と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされた第3の金属層とを有し、第3の金属層をコーティングした側面を短絡面、4つの側面のうちの残りの3つの側面を開放面とすることにより $\lambda/4$ 誘電体共振器として動作し、かつ電磁界の独立したTEMモードを維持するように構成されている。エバネセントなモードの導波管結合部は、第1及び第2の誘電体共振器の短絡面を互いに接続して第1及び第2の誘電体共振器のTEMモードの結合を提供しており、第1及び第2の誘電体共振器の各々の共振周波数より高い遮断周波数を有するエバネセントなモードで動作するように構成されている。

【0011】本発明は、この特許出願(4)と同様に、前述した非常に小型化された誘電体共振器を用いて小型のバンドパスフィルタを実現しようとするものであり、その目的は、フィルタの性能を良好に維持しつつより小型化を図ることができる、TEMモード誘電体共振器を用いたバンドパスフィルタを提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、TEMモード誘電体共振器を用いたバンドパスフィルタは、各々が、上平面、下平面及び4つの側面を有する誘電体ブロックを含んでいる第1及び第2の誘電体共振器と、エバネセントなEモードの導波管結合部とを備えている。第1及び第2の誘電体共振器の各々は、上平面及び下平面にそれぞれコーティングされた第1及び第2の金属層と、4つの側面のうちの1つの側面にコーティングされ

た第3の金属層とを有し、第3の金属層をコーティングした側面を短絡面、4つの側面のうちの残りの3つの側面を開放面とすることにより $\lambda/4$ 誘電体共振器として動作しかつ電磁界の独立したTEMモードを維持するように構成されている。エバネセントなEモードの導波管結合部は、第1及び第2の誘電体共振器の短絡面に対向する開放面を互いに接続して第1及び第2の誘電体共振器のTEMモードの結合を提供しており、第1及び第2の誘電体共振器の各々の共振周波数より高い遮断周波数を有するエバネセントなEモードで動作するように構成されている。

【0013】前にも述べたように、デュアルモードフィルタを形成すべくTEMデュアルモード半波長構造を用いると、2GHz用のフィルタの寸法は8.5mm×8.5mm×1mmとなる。前述した特許出願(3)では、この共振器をTEMモード $\lambda/4$ 誘電体共振器とすることにより、その寸法を3mm×4.25mm×1mm、無負荷Q値を240と最適化している。

【0014】以下、前述した特許出願(3)におけるTEMモード $\lambda/4$ 誘電体共振器について説明する。

【0015】図2は、一般的な $\lambda/2$ 誘電体共振器の構成を示しており、図3は、前述した特許出願における $\lambda/4$ 誘電体共振器の基本的構成を示す斜視図である。

【0016】図2において、20は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、21は誘電体ブロック20の上面上にコーティングされた金属層、22は誘電体ブロック20の下面上にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。上面の金属層21はフローティングされており、下面の金属層22は接地されている。誘電体ブロック20の4つの側面は、全て開放面となっている。図2においては、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の長さがa、厚さがtで示されている。

【0017】この $\lambda/2$ 誘電体共振器において、z軸方向のTEMモードを想定すると、同図の矢印23で示すように、負の最大電界は $z=0$ の平面にあり、正の最大電界は $z=a$ の平面にある。最小(ゼロ)電界は、明らかに、共振器の対称面である $z=a/2$ の平面24内にある。

【0018】このような $\lambda/2$ 誘電体共振器をこの対称面24に沿って分割して検討すれば、2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器を得ることができ、この各 $\lambda/4$ 誘電体共振器では $z=a/2$ の平面は完全な電気導体(PEC)として動作する。

【0019】図3はこのようにして得た $\lambda/4$ 誘電体共振器であり、同図において、30は矩形の平面形状を有する誘電体ブロック、31は誘電体ブロック30の上面上にコーティングされた金属層、32は誘電体ブロック30の下面上にコーティングされた金属層をそれぞれ示している。下面の金属層32は接地されている。1つの側面の金属層34は、 $\lambda/2$ 共振器の完全な電気導体

(PEC)に相当し、上面の金属層31と下面の金属層32とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。なお、同図において、矢印33は電界、矢印35は電流をそれぞれ示している。

【0020】図3の $\lambda/4$ 誘電体共振器及び図2の $\lambda/2$ 誘電体共振器は、原理的には同じ共振周波数を有している。誘電体が $\epsilon_r=9.3$ という比較的高い比誘電率を有しているために、電磁界閉じ込め特性は十分に強く、しかも、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の電磁界分布は、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の対称面24に沿って分割して考えた $\lambda/2$ 誘電体共振器の電磁界分布とほぼ同じである。図2及び図3に示すように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積は $\lambda/2$ 誘電体共振器の半分である。その結果、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の総エネルギー量も $\lambda/2$ 誘電体共振器の半分となる。それにもかかわらず、エネルギー損失が $\lambda/2$ 誘電体共振器の約50%に減少するため、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の無負荷Q値は、 $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分となる。即ち、 $\lambda/4$ 誘電体共振器は、共振周波数及び無負荷Q値を変えることなく、寸法を大幅に小型化することができる。

【0021】公知文献(1)によるデュアルモード誘電体共振器を用いて2GHzのフィルタを形成すると、フィルタの寸法は8.5mm×8.5mm×1mmとなる。しかしながら、寸法が3mm×4.25mm×1mmであり無負荷Q値が約240である上述した特許出願(3)による $\lambda/4$ 誘電体共振器を2つ用いて2段バンドパスフィルタを構成すると、フィルタの寸法は、3mm×8.8mm×1mmとなる。

【0022】即ち、本発明によるフィルタの容積は、従来のものに比して1/3となる。しかも、本発明のフィルタの性能は、十分に良好なものである。2つの共振器間の結合は、開放前面間にエバネセントなEモードの導波管を設けることによってなされている。

【0023】電子及び通信の分野における多目的使用される点から、誘電体共振器を用いたフィルタは周知である。特に、導波管型フィルタは、基地局や移動局において用いられている。

【0024】 $\lambda/4$ 導波管共振器を用いた2段及び多段フィルタについては、前述した文献(2)に記載されているように、小西氏によって研究がなされている。このフィルタは、TEモード誘電体導波管共振器型フィルタであり、直接結合のキャビティフィルタに比しては、その性能、寸法及び容積の点で優れている。

【0025】しかしながら、最近の移動端末は、小型かつ軽量の携帯端末とすべく、非常に小型化されかつより高性能のフィルタを要求していることから、本発明では、TEMモード $\lambda/4$ 誘電体共振器を用いて2段バンドパスフィルタを形成しているのである。TEモード(最低次モード)共振器の共振周波数がその長さ及び厚さ又は幅に依存して変化してしまうのに対して、TEM

モード共振器の共振周波数は共振器の長さのみにほぼ依存する。従って、共振周波数を考慮に入れずに、共振器の厚さ及び幅の関数として無負荷Q値を最適化することができる。この方法により、従来技術のものよりもさらに小型化かつ高性能化されたバンドパスフィルタを提供できるのである。

【0026】エバネセントなEモードの導波管結合部は、開放面である上平面及び4つの側面と、金属がコーティングされた下平面とを有していることが好ましい。

【0027】通過帯域の両側に減衰極を有するように構成されていることが非常に好ましい。本発明のバンドパスフィルタは、その通過帯域の両側に予期しなかった減衰極を有しており、これによって通過帯域の外側の帯域の特性が向上している。即ち、前述した特許出願(4)に記載したバンドパスフィルタは、通過帯域の両側に減衰極を有していなかったが、本発明のこのバンドパスフィルタは、通過帯域の両側に減衰極を有しており、これによってフィルタのすそ部分の特性をより向上できるのである。具体的には、エバネセントなEモードの導波管結合部を介する第1及び第2の誘電体共振器間の直接結合と内部結合とが、キャパシティブ結合及びインダクティブ結合のうちの互いに異なる結合となるように構成されている。

【0028】第1及び第2の誘電体共振器が、同一の誘電体材料から構成されていることが好ましい。これら第1及び第2の誘電体共振器が、高誘電率のセラミック誘電体材料で構成されているがより好ましい。エバネセントなEモードの導波管結合部も、第1及び第2の誘電体共振器と同じ誘電体材料を用いていることがより好ましい。

【0029】第1及び第2の誘電体共振器が、ほぼ同一の寸法を有していることが好ましい。

【0030】エバネセントなEモードの導波管結合部が、第1及び第2の誘電体共振器の各々の長さ及び断面より短い長さ及び小さい断面を有していることが好ましい。第1及び第2の誘電体共振器間の結合が所望の値となるように、このエバネセントなEモードの導波管結合部の寸法が選択されていることがより好ましい。

【0031】エバネセントなEモードの導波管結合部が、矩形の断面を有していることも好ましい。

【0032】エバネセントなEモードの導波管結合部が、第1及び第2の誘電体共振器間に直列のキャパシタンス及び一対のシャントキャパシタンスを提供するように構成されていることが好ましい。

【0033】第1及び第2の誘電体共振器の各々の前記下平面の第2の金属層が、接地面として用いられることが好ましい。エバネセントなEモードの導波管結合部の金属のコーティングされている面も、接地面として用いられることが好ましい。

【0034】第1及び第2の誘電体共振器の各々の短絡

面と直交する1つの側面がキャパシティブな励振に用いられることが好ましい。このキャパシティブな励振は、この側面に設けた電氣的入出力ポートで行われるであろう。

【0035】この電氣的入出力ポートが、この側面に矩形、正方形、台形又は円形の金属パターンを設けることにより形成されていることが好ましい。

【0036】この金属パターンが、上平面の第1の金属層及び下平面の第2の金属層から離隔していることが好ましい。

【0037】外部回路との結合の強さが所望の値となるようにこの金属パターンの寸法が選択されていることがより好ましい。

【0038】第1及び第2の誘電体共振器の少なくとも一方の上平面の第1の金属層に、周波数調整用の狭いスリットが設けられていることが好ましい。

【0039】

【発明の実施の形態】図4は本発明の一実施形態として2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示す斜視図であり、図5はこのバンドパスフィルタの分解斜視図、図6は各誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【0040】これらの図において、40は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、41は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41は、エバネセントなEモードの誘電体導波管(遮断導波管)42を介して互いに接続されている。

【0041】 $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41の各々は、図6により明確に示されているように、矩形の平面形状を有する誘電体ブロック400(410)と、誘電体ブロック400(410)の上面上にコーティングされた金属層401(411)と、誘電体ブロック400(410)の下面上にコーティングされた金属層402(412)とを備えている。この下面の金属層402(412)は接地されている。

【0042】図6には示されていないが、1つの側面の金属層403(413)は、 $\lambda/2$ 共振器の電界が最小となる完全な電気導体(PEC)に相当し、上面の金属層401(411)と下面の金属層402(412)とを短絡しており、他の3つの側面は開放面となっている。誘電体ブロック400(410)の、金属層403(413)と直交する1つの側面には、矩形の金属パターンからなり、共振器にキャパシティブな励振を与えるための励振電極404(414)が形成されている。なお、接地されている下面の金属層402(412)の一部には、励振電極404(414)と金属層402(412)とを離隔するための切り欠き402a(412a)が設けられている。

【0043】本実施形態において、エバネセントなEモードの誘電体導波管42は、矩形の平面形状を有する誘

電体ブロックで構成されており、その下平面のみが金属層421でコーティングされて、接地されている。誘電体導波管42の上平面及び4つの側面は全て開放面となっている。

【0044】エバネセントなEモードの誘電体導波管42の2つの開放側面が、2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41の短絡面に対向する開放側面間に接続されている。 $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41において、この短絡面に対向する開放面で電界は最大となる。従って、この開放面では、キャパシティブな結合が最も有効である。

【0045】前述したように、誘電体ブロック400及び410の下面に形成された金属層402及び412は接地されている。

【0046】本実施形態において、励振電極404及び414は、誘電体ブロック400及び410の短絡面と直交しかつ同方向に面する側面上にそれぞれ形成されている。

【0047】なお、誘電体ブロック400及び410並びに誘電体導波管42は $\epsilon_r = 9.3$ という比較的高い比誘電率の誘電体材料で形成されており、金属層401、411、402、412、403、413及び421並びに励振電極404及び414は銀で形成されている。

【0048】TEMモード $\lambda/4$ 誘電体共振器を用いることが本発明の重要な部分である。これによりフィルタの容積の本質的な低減が可能となるからである。

【0049】しかも、高い誘電率の誘電体材料を用いることにより、本実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の厚さは、文献(1)に記載されているように1mmに最適化することができ、最新の技術革新に容易に対応できる厚さ1mmのフィルタを形成することに成功したのである。

【0050】共振器の性能又は質を評価するための数値はQ値である。無負荷Q値 Q_0 は以下のように定義される。

【0051】 $Q_0 = \omega_0 \times (\text{共振回路に蓄えられたエネルギー}) / (\text{共振回路での電力損失})$

ただし、 ω_0 は共振角周波数である。

【0052】図2に示す $\lambda/2$ 誘電体共振器は、3つの損失係数を有している。それらは、金属コーティングによる導体損、誘電体材料による誘電体損、誘電体材料が空気に開放されていることによる輻射損である。

【0053】 $\lambda/2$ 誘電体共振器の無負荷Q値 Q_0 は以下の式を用いて算出できる。

【0054】 $1/Q_0 = 1/Q_c + 1/Q_d + 1/Q_r$
ここで、 Q_c は導体損に基づくQ値、 Q_d は誘電体損に基づくQ値、 Q_r は輻射損に基づくQ値である。

【0055】Q値が損失に反比例するので、このQ値が大きければ大きいほど電力損失が小さくなる。

【0056】誘電体損に基づくQ値 $Q_d \times$ 共振周波数

(GHz) = A (定数) である。ただし、Aは誘電体材料の損失係数であり、ある範囲の周波数帯域において周波数に依存しない。2GHz~10GHzの周波数帯域においてかつ比誘電率が $\epsilon_r = 9.3$ の誘電体材料において、本出願人の測定によれば、 $A = 7500$ (GHz) である。

【0057】 $\lambda/4$ 共振器の共振周波数が $\lambda/2$ 誘電体共振器の共振周波数よりもやや低いので、誘電体損に基づくQ値 Q_d はやや大きくなる。

【0058】図3及び図2からも明らかなように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器は、その開放面の面積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分であるため、輻射損も半分となる。

【0059】 $\lambda/4$ 誘電体共振器では、さらに、金属でコーティングされている部分(完全な電気導体の平面を除く)の面積も半分となるので、導体損も半分となる。

【0060】 $\lambda/4$ 誘電体共振器における付加的な損失源は、完全な電気導体平面のみである。しかしながら、この平面は小さく、かつ誘電体損によって一部補償される。

【0061】 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分でありかつ全体の損失係数がほぼ半分であるため、無負荷Q値は、 $\lambda/4$ 誘電体共振器及び $\lambda/2$ 誘電体共振器の両方においてほぼ等しい。

【0062】8.5mm×8.5mm×1mmの $\lambda/2$ 誘電体共振器の実験的に得られた無負荷Q値は260であり、8.5mm×4.25mm×1mmの $\lambda/4$ 誘電体共振器の場合は250である。この劣化の原因は、短絡面における導体損によるものである。

【0063】以上述べたように、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の容積が $\lambda/2$ 誘電体共振器の場合の半分であるが、共振器の2つの重要なパラメータである無負荷Q値はほぼ同じであるということが出来る。また、共振周波数もほぼ同じである。

【0064】 $\lambda/4$ 誘電体共振器の最も低いモード(TEMモード)における共振周波数は、共振器の長さにはほぼ依存し($a < \lambda_g/2$ 、ただし λ_g は管内波長)、その幅 a にはほとんど依存しない。1.945GHzの共振周波数の場合、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の長さは4.25mmであり、これは一定である。本実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の厚さは、文献(1)に記載されているように1mmに最適化されている。

【0065】従って、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の寸法を最適化するための残された1つのパラメータは、この共振器の幅 a である。

【0066】図7は、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の幅 a に対する無負荷Q値 Q_0 の特性図である。

【0067】同図より、無負荷Q値は、 $a = 3$ mmまで急激に増大し、その後はほぼ一定値となっていることが分かる。従って、 $a = 3$ mm、即ち、3mm×4.25mm×1mmが、無負荷Q値 $Q_0 \approx 240$ を有する $\lambda/$

10

20

30

40

50

4 TEMモード誘電体共振器の最適化寸法となる。 $a > 3 \text{ mm}$ の場合、共振器の内部エネルギーがこの共振器の損失にほぼ比例して無負荷Q値は増大しない。

【0068】共振器の幅の減少によって電気導体(PEC)の面積が減少し、付加される磁界リーケージが減少する。よって直列インダクタが減少して共振周波数が上昇する。

【0069】実験結果より、 $\lambda/4$ 誘電体共振器の幅が $a = 8.5 \text{ mm}$ から 3 mm まで減少した場合(共振器の長さ及び厚さはそれぞれ 4.25 mm 及び 1 mm に維持)、TEMモードの共振周波数は 1.945 GHz から 2.133 GHz に上昇した。

【0070】共振器の外部回路に対する結合の強さを表す外部Q値 Q_e は、この結合の強さの逆数である。外部Q値 Q_e は、励振電極404及び414の寸法、即ち高さ及び幅を変えることで制御可能である。励振電極の高さを 0.8 mm と一定に保ち、その幅 b を変えた場合の外部Q値 Q_e を測定した結果が図8に示されている。同図より、励振電極404及び414の幅を 1 mm から 3 mm に増大させると、外部Q値 Q_e が35から22へ減少することが分かる。

【0071】2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41間の結合の強さは、これら誘電体共振器と同じ誘電体材料からなるエバネセントなEモードの導波管42の寸法、例えば厚さ h を変えることによって制御可能である。

【0072】図9は、エバネセントなEモードの導波管42の幅を 0.3 mm と一定に保ち、その厚さ h の変化に対する結合係数 k を表す特性図である。同図より、導波管厚さ h が増大するに従って結合係数は曲線的に増大することが分かる。例えば、厚さ h が 0.4 mm から 0.9 mm に増大すると、結合係数 k は 0.007 から 0.106 に増大する。

【0073】適切に結合された2段バンドパスフィルタを得るためには、外部Q値 Q_e は2つの共振器間の結合の強さの逆数であるべきである。図8より、励振電極の幅 b が 3 mm のとき、外部Q値 Q_e は約22となる。従って、要求される内部結合係数は約 0.045 となる。これは、図9より、Eモードの導波管42の厚さ h を 0.7 mm とすれば得られるであろうと推測できる。

【0074】以上の結果、図4に示した構成を有するバンドパスフィルタを得ることができる。即ち、励振電極404及び414の高さ×幅が $0.8 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ であり、エバネセントなEモードの導波管42の長さ×幅×厚さが $0.3 \text{ mm} \times 3 \text{ mm} \times 0.7 \text{ mm}$ である。

【0075】図10は、このバンドパスフィルタの反射損失及び通過損失の周波数特性を実際に測定した特性図である。

【0076】同図より、このフィルタが、広帯域CDMAに利用できる高性能かつ低損失のバンドパスフィルタであることが分かる。さらに、このフィルタは、通過帯

域の両側に予期しない2つの減衰極を有しており、これら減衰極の存在により、通過帯域のその部分で非常にシャープに落ち込んだ特性が得られている。このフィルタの挿入損失は 1.3 dB であり、反射損失は 19 dB であり、 3 dB 通過帯域幅は 128 MHz であり、フィルタ周波数は 2015 MHz であった。

【0077】設計したフィルタは、マキシマリフラット型である。このフィルタの結合係数 k は次式から求められる：

$$k = (1/\sqrt{(g_1 g_2)}) (B/f_0)$$

ここで、 B は 3 dB 通過帯域幅、 f_0 はフィルタ周波数、 g_1 及び g_2 はマキシマリフラット型フィルタの場合 1.414 である。上式から求めた結合係数 k は $k = 0.0449$ であった。これは、設計値とほぼ一致している。

【0078】主としてキャパシティブなエネルギーをもつエバネセントなEモードの導波管42は、キャパシティブな結合及び接地される一対のシャントキャパシタンスを提供する。図11は、本実施形態におけるバンドパスフィルタの等価回路を示している。

【0079】同図において、2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41は、2つのL-C並列回路110及び111でそれぞれ表されている。 G は損失係数によるものである。電気的入出力ポートは2つのキャパシタ C で表されている。 L_a は電気的入出力ポート間の直接結合インダクタンスを表している。エバネセントなEモードの導波管42は、2つの誘電体共振器40及び41間に直列の結合キャパシタンス(内部結合キャパシタンス) C_{12} を与え、さらに、電気的概略図において接地されている1対のシャントキャパシタンス C_{11} を与える。

【0080】2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器40及び41は、同一の共振周波数を有するために同じ寸法であるべきである。2つの共振周波数間にわずかな相違が存在する場合、これは共振器の上平面に非常に狭いスリット43を設けることによって調整可能である。励振は共振器の横方向の側面でなされるが、主TEMモードの電流は共振器の長さ方向に沿って流れる。従って、このスリット43は、その電流を妨げるように設けられる。このスリット43は、共振器のインダクタンス成分にさらにインダクタンス成分を付加することとなり、その共振周波数を低減させる。

【0081】なお、この周波数調整用スリットは、誘電体共振器40及び41の両方に設けられていても良いし、本実施形態のようにどちらか一方のみに設けられていても良い。また、上面の金属層上の中央部及び縁部を含むどの位置にあっても良いし、また、その伸長方向は主TEMモードの電流を妨げる方向であればどの方向であっても良い。さらに、スリットの数はいくつに限定されるものではなく複数であっても良い。

【0082】本実施形態のバンドパスフィルタにおい

て、入出力ポートである励振電極404及び414が互いに非常に接近しているため、これら間で直接結合が発生する。一般に、直接結合の性質（キャパシティブ又はインダクティブ）は、励振の性質（キャパシティブ又はインダクティブ）に従う。前述したように、本実施形態のバンドパスフィルタについて測定した特性は、その通過帯域の両側に2つの有限減衰極を有している。このように、バンドパスフィルタが通過帯域の両側に2つの有限減衰極を有するためには、その直接結合と内部結合とが互いに異なる性質を有する（即ち、一方がキャパシティブであり他方がインダクティブである）必要があるとされている（例えば、小西「良弘他、『通信用フィルタ回路の設計とその応用』、総合電子出版社、第31頁～第41頁、1994年2月1日、以下、公知文献（5）と称する）。本実施形態のバンドパスフィルタにおいて、2つの共振器間の内部結合は、電界が最大の開放面を通して得られ、エバネセントなEモード導波管は主にキャパシティブなエネルギーを保持している。従って、インダクティブな内部結合は、決して起こり得ない。即ち、内部結合はキャパシティブである。

【0083】キャパシティブ内部結合の場合、偶数モード共振周波数 f_{even} は、奇数モード共振周波数 f_{odd} より高くなり、そして、図12に示すように、内部結合キャパシタンス C_{12} と並列にキャパシタンス C_d を接続すると、奇数モード共振周波数 f_{odd} は低下し、偶数モード共振周波数 f_{even} は変化しないであろう。これは、偶数モード共振の場合、図13に示すようにフィルタの対称面は開放回路として動作するので偶数モード共振周波数 f_{even} は、

$$f_{even} = 1 / 2\pi\sqrt{L(C + C_{11})}$$

で与えられ、奇数モード共振の場合、図14に示すように対称面は短絡されるので奇数モード共振周波数 f_{odd} は、

$$f_{odd} = 1 / 2\pi\sqrt{L(C + C_{11} + 2C_{12} + 2C_d)}$$

で与えられるためである。

【0084】この理論的概念を実証するため、図15に示すように、エバネセントなEモードの誘電体導波管152を介して互いに接続されている2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器150及び151の上平面に形成された金属層1501及び1511間にキャパシタンス C_d を接続しない場合及び接続した場合についてフィルタの入出力を疎結合にして偶数及び奇数モード共振周波数を実際に測定した。図16は $C_d = 0$ の場合の測定結果、図17は $C_d = 1\text{pF}$ の場合の測定結果をそれぞれ示している。図16及び図17を比較して、キャパシタンス C_d が増大すると、奇数モード共振周波数 f_{odd} は低下しているが、偶数モード共振周波数 f_{even} はほとんど変化していないことが分かる。

【0085】従って、内部結合がキャパシティブな性質

を有していることが実証された。

【0086】一方、入出力ポート間の直接結合がキャパシティブな性質であれば、このキャパシタンスが増大すると減衰極の周波数がフィルタの中心周波数に近づき、逆に、直接結合がインダクティブであれば、このインダクタンスが増大すると減衰極の周波数がフィルタの中心周波数から遠ざかる。さらに、直接結合がキャパシティブとインダクティブとを並列に組み合わせた場合にはキャパシタンスの増減に従って減衰極の周波数がフィルタの中心周波数に遠ざかるか又は近づくことが知られている（公知文献（5））。

【0087】入出力ポート間の直接結合の性質を実証するために、入出力ポート間にキャパシタンス C_p のキャパシタを接続しない場合及び接続した場合について、フィルタの周波数特性を実際に測定した。図18は $C_p = 0$ の場合の測定結果、図19は $C_p = 0.5\text{pF}$ の場合の測定結果をそれぞれ示している。図18及び図19を比較して、入出力ポート間の直接結合キャパシタンス C_p が増大すると、減衰極の周波数がフィルタの中心周波数から遠ざかることが分かる。

【0088】従って、直接結合がインダクティブな性質を有していることが実証された。

【0089】入出力ポート間に追加されたキャパシタンス C_p は、励振キャパシタンスと直列に働くので、等価外部回路キャパシタンスを低下させる。図18に比較して図19に示すように、フィルタにおいては、結合の不均衡が発生する。追加されたキャパシタンス C_p と外部回路のキャパシタンスとはその性質が逆であり、互いに部分的に打ち消すように働く。実効的な励振キャパシタンスの低下に伴って、減衰極の周波数がフィルタの中心周波数に近づくこととなる。

【0090】本実施形態における非常に薄い誘電体フィルタは、従来の誘電体導波管型フィルタに置き換えて、その性能を良好に維持しつつ寸法的大幅な小型化を図ることができる。このTEMモード誘電体共振器フィルタは、広帯域CDMAシステムの移動端末、無線LAN及び信号処理が必要な他の種々の用途に適用できる能力を有している。

【0091】本実施形態におけるフィルタは、励振及び2つの共振器間の内部結合が共にキャパシティブであり、これによりフィルタの共振周波数を低減させフィルタ自体の寸法をより小さくすることが可能となる。

【0092】図20は、本発明の他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【0093】同図において、200は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、201は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器200及び201は、エバネセントなEモードの誘電体導波管（遮断導波管）202を介して互いに接続されている。

【0094】本実施形態においては、 $\lambda/4$ 誘電体共振器200の励振電極2004が短絡面からその共振器方向を見て右側の側面に、 $\lambda/4$ 誘電体共振器201の励振電極が短絡面からその共振器方向を見て左側の側面にそれぞれ形成されている。

【0095】本実施形態のその他の構成、及び作用効果は図4の実施形態の場合と全く同様である。

【0096】図21は、本発明のさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【0097】同図において、210は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、211は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器210及び211は、エバネセントなEモードの誘電体導波管（遮断導波管）212を介して互いに接続されている。

【0098】本実施形態においては、 $\lambda/4$ 誘電体共振器210の励振電極が短絡面からその共振器方向を見て左側の側面に、 $\lambda/4$ 誘電体共振器211の励振電極2114が短絡面からその共振器方向を見て右側の側面にそれぞれ形成されている。

【0099】本実施形態のその他の構成、及び作用効果は図4の実施形態の場合と全く同様である。

【0100】図22は、本発明のまたさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【0101】同図において、220は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、221は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器220及び221は、エバネセントなEモードの誘電体導波管（遮断導波管）222を介して互いに接続されている。

【0102】本実施形態において、エバネセントなEモードの誘電体導波管222は、矩形の断面形状を有する誘電体ブロックで構成されており、誘電体共振器と結合されていない2つの側面のみが金属層2221でコーティングされている。この金属層2221は、 $\lambda/4$ 誘電体共振器220及び221の短絡面と反対側の側面に設けられた導体2215及び2205（図では隠れている）を介して接地されている。 $\lambda/4$ 誘電体共振器220及び221の図では隠れている、短絡面からその共振器方向を見て反対側の部分も同じ構成となっている。誘電体導波管222の上平面、下平面及び結合されている2つの側面は全て開放面となっている。

【0103】なお、 $\lambda/4$ 誘電体共振器220及び221の励振電極2204及び2214は、導波管222の金属層2221に接触しない位置にずらして形成されている。

【0104】本実施形態のその他の構成、及び作用効果は図4の実施形態の場合と全く同様である。

【0105】図23は、本発明の他の実施形態として、

2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【0106】同図において、230は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、231は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器230及び231は、エバネセントなEモードの誘電体導波管（遮断導波管）232を介して互いに接続されている。

【0107】本実施形態においては、 $\lambda/4$ 誘電体共振器230の励振電極2304が短絡面からその共振器方向を見て右側の側面に、 $\lambda/4$ 誘電体共振器231の励振電極が短絡面からその共振器方向を見て左側の側面にそれぞれ形成されている。

【0108】本実施形態のその他の構成、及び作用効果は図22の実施形態の場合と全く同様である。

【0109】図24は、本発明のさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【0110】同図において、240は第1の $\lambda/4$ 誘電体共振器、241は第2の $\lambda/4$ 誘電体共振器をそれぞれ示している。これら2つの $\lambda/4$ 誘電体共振器240及び241は、エバネセントなEモードの誘電体導波管（遮断導波管）242を介して互いに接続されている。

【0111】本実施形態においては、 $\lambda/4$ 誘電体共振器240の励振電極が短絡面からその共振器方向を見て左側の側面に、 $\lambda/4$ 誘電体共振器241の励振電極2414が短絡面からその共振器方向を見て右側の側面にそれぞれ形成されている。

【0112】本実施形態のその他の構成、及び作用効果は図22の実施形態の場合と全く同様である。

【0113】上述した各実施形態における誘電体ブロック、エバネセントなEモードの導波管及び金属層の構成材料は単なる一例であり、これに限定されるものでないことは明らかである。また、励振電極の形状も、矩形に限定されるものではなく、例えば正方形、台形又は円形等のいかなるパターン形状であってもよいことも明らかである。

【0114】以上述べた実施形態は全て本発明を例示的に示すものであって限定的に示すものではなく、本発明は他の種々の変形態様及び変更態様で実施することができる。従って本発明の範囲は特許請求の範囲及びその均等範囲によってのみ規定されるものである。

【0115】

【発明の効果】以上詳細に説明したように本発明によれば、TEMモード $\lambda/4$ 誘電体共振器を用いて2段バンドパスフィルタを形成しているため、さらに小型化かつ高性能化されたバンドパスフィルタを提供できる。

【0116】通過帯域の両側に減衰極を有するように構成すること、即ち、エバネセントなEモードの導波管結合部を介する第1及び第2の誘電体共振器間の直接結合と内部結合とが、キャパシティブ結合及びインダクティ

ブ結合のうちの互いに異なる結合となるように構成することにより、通過帯域の外側の帯域の特性をより向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】公知文献に記載されたディスク共振器に関してその厚さと無負荷Q値との関係を理論的及び実験的に確認した結果を示す特性図である。

【図2】一般的な $\lambda/2$ 誘電体共振器の構成を示す斜視図である。

【図3】本発明のバンドパスフィルタに用いられる $\lambda/4$ 誘電体共振器の基本的構成を示す斜視図である。

【図4】本発明の一実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示す斜視図である。

【図5】図4の実施形態におけるバンドパスフィルタの分解斜視図である。

【図6】図4の実施形態における $\lambda/4$ 誘電体共振器の構成を概略的に示す斜視図である。

【図7】共振器の幅aに対する無負荷Q値 Q_0 の特性図である。

【図8】励振電極の幅bに対する外部Q値 Q_e の変化を表す特性図である。

【図9】エバネセントなモードの導波管の厚さhに対する結合係数kの変化を表す特性図である。

【図10】本実施形態におけるバンドパスフィルタの反射損失及び通過損失の周波数特性を実際に測定した特性図である。

【図11】本実施形態におけるバンドパスフィルタの等価回路を示す回路図である。

【図12】並列にキャパシタンス C_a を接続した場合のバンドパスフィルタの内部結合を説明するための等価回路を示す回路図である。

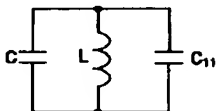
【図13】偶数モード共振の場合の等価回路を示す回路図である。

【図14】奇数モード共振の場合の等価回路を示す回路図である。

【図15】キャパシティブ内部結合を実証するための構成を説明するための図である。

【図16】キャパシティブ内部結合を実証するための測定結果を表す特性図である。

【図13】



【図17】キャパシティブ内部結合を実証するための測定結果を表す特性図である。

【図18】インダクティブ直接結合を実証するための測定結果を表す特性図である。

【図19】インダクティブ直接結合を実証するための測定結果を表す特性図である。

【図20】本発明の他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【図21】本発明のさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【図22】本発明のまたさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【図23】本発明の他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【図24】本発明のさらに他の実施形態として、2つの誘電体共振器を有する高周波誘電体共振器型バンドパスフィルタの構成を概略的に示している。

【符号の説明】

20、30、400、410 誘電体ブロック

21、22、31、32、34、401、402、403、411、412、413、421、2221 金属層

23、33 電界

24 対称面

35 電流

40、41、150、151、200、201、210、211、220、221、230、231、240、241 $\lambda/4$ 誘電体共振器

42、152、202、212、222、232、242 エバネセントなEモードの誘電体導波管

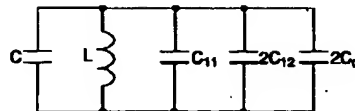
43 スリット

402a、412a 切り欠き

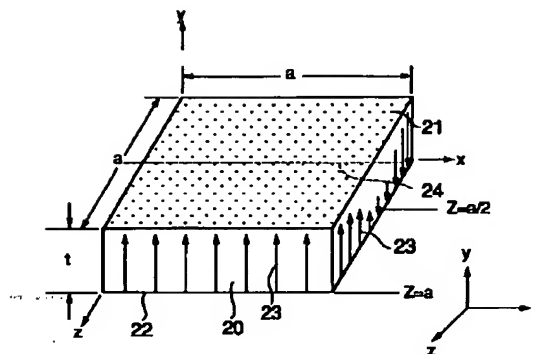
404、414、2004、2104、2114、2214、2304、2414 励振電極

2205、2215、導体

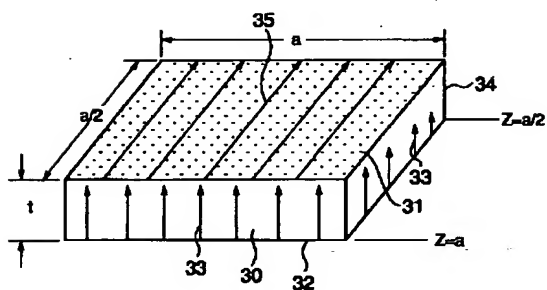
【図14】



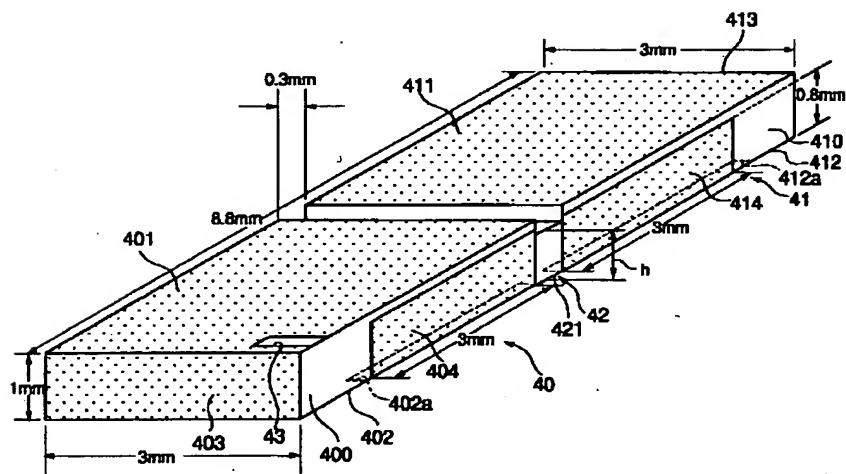
【图2】



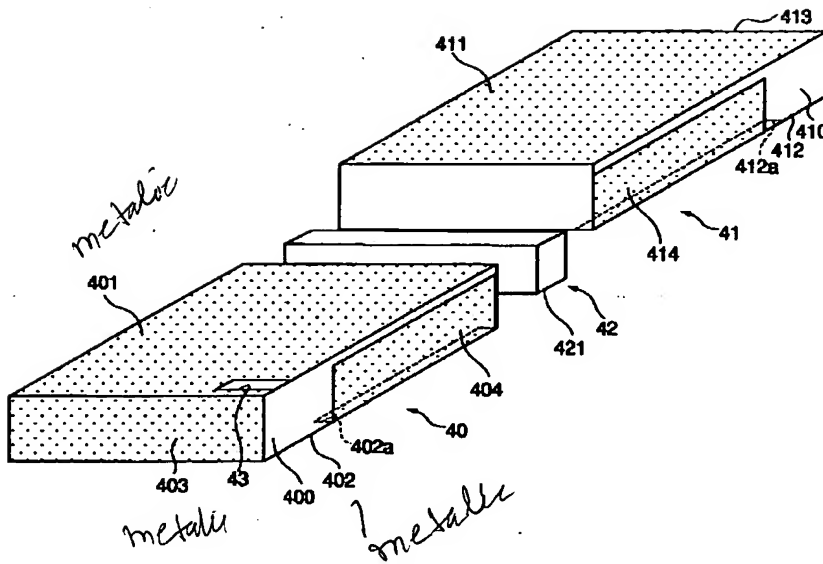
【図3】



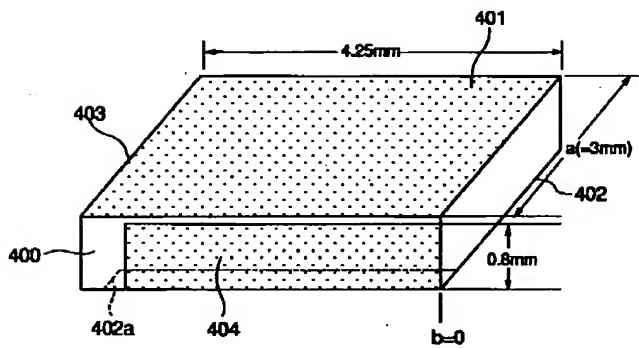
【図4】



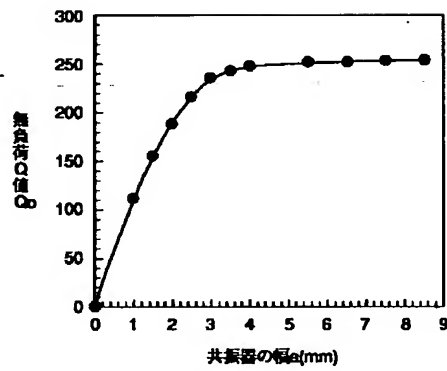
【図5】



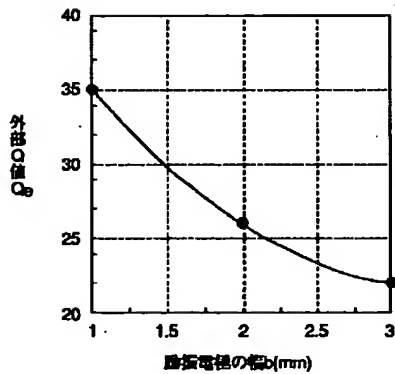
【図6】



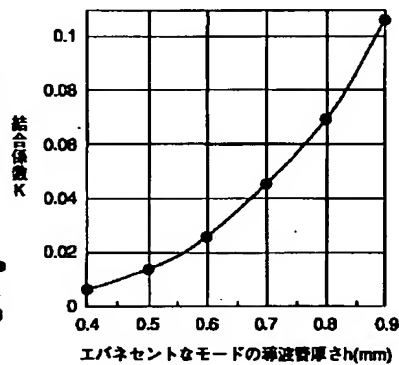
【図7】



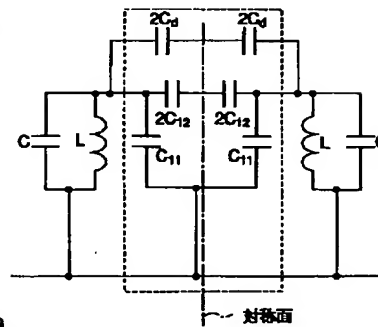
【図8】



【図9】



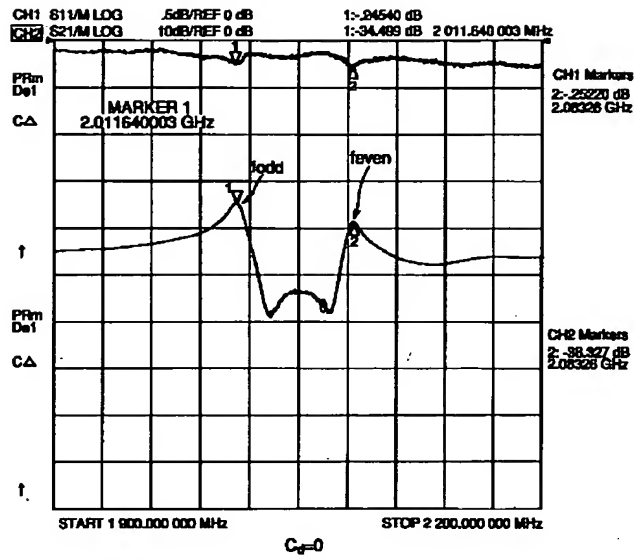
【図12】



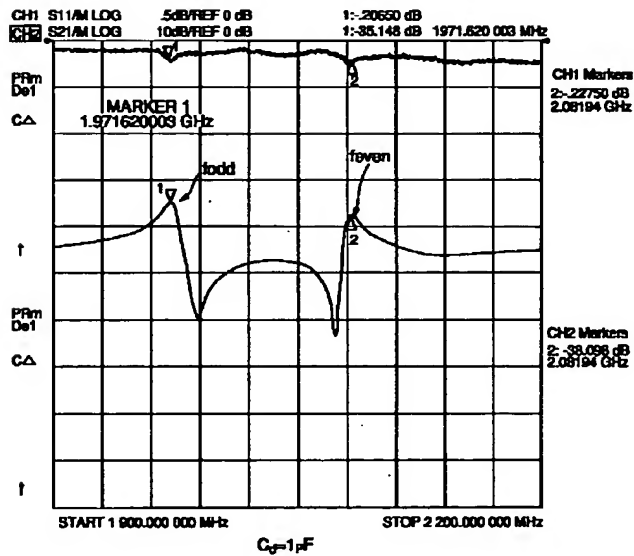
CH1 Markers
 Δ REF=1
 BW:127.930771 MHz
 cent:2015.062755 MHz
 Q:15.750
 1 loss:-1.3188 dB

CH2 Markers
 2: 25.120 dB
 5.63275 MHz
 3: 15.000 dB
 37.3361 MHz
 4: 14.972 dB
 70.6018 MHz

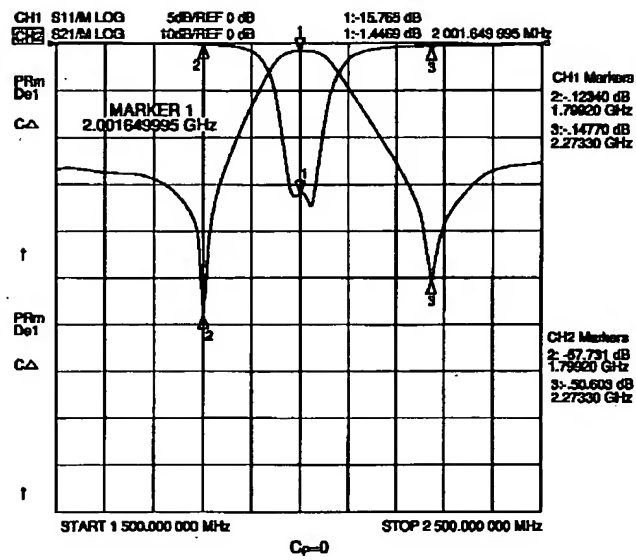
【図16】



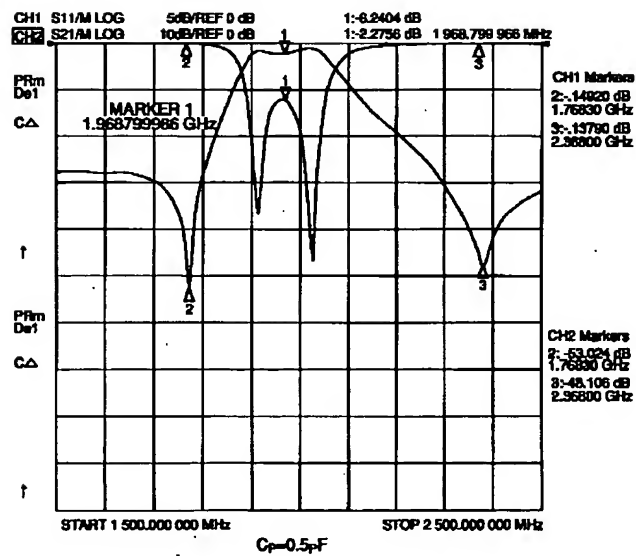
【図17】



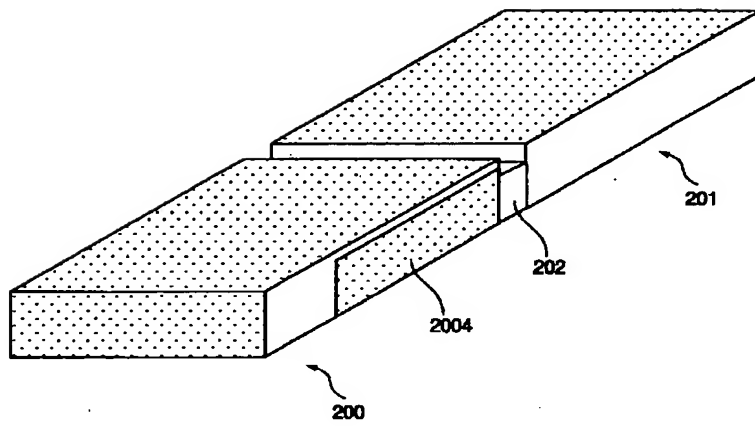
【図18】



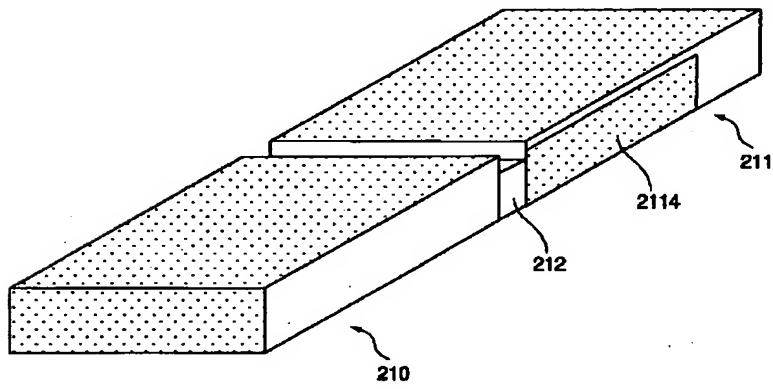
【図19】



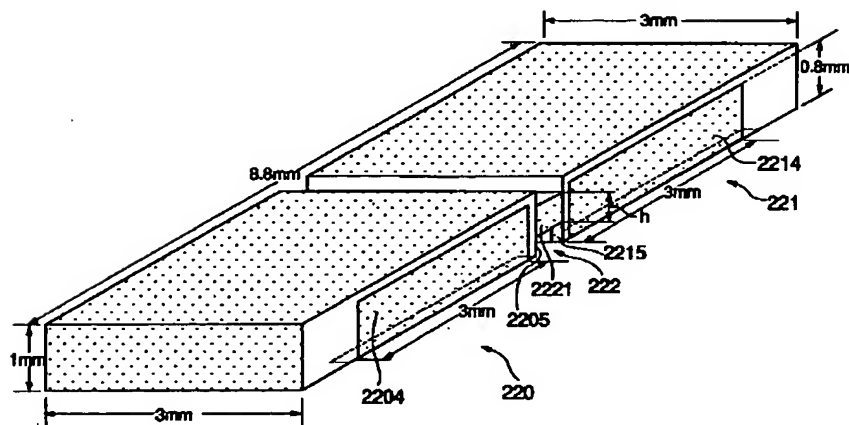
【図20】



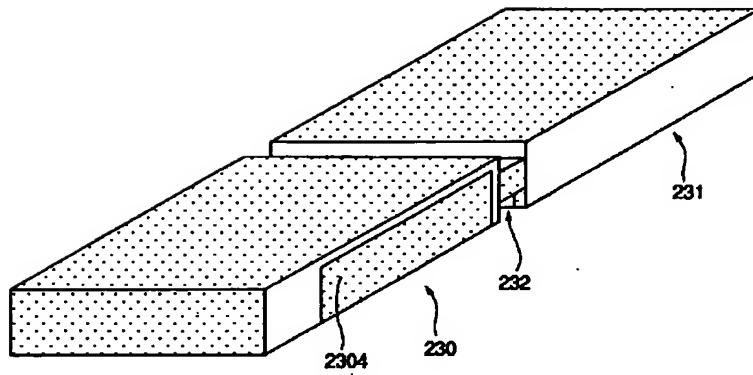
【図21】



【図22】



【図23】



【図24】

